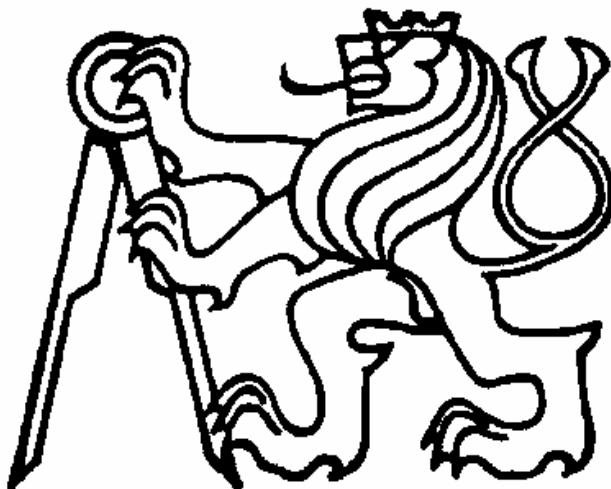


# ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE



TEZE K DISERTAČNÍ PRÁCI

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrotechnologie

**Ing. Jiří Hájek**

**Optimální technologie a konstrukce EMC dolnofrekvenčních filtrů**

Doktorský studijní program: Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: Elektrotechnologie a materiály

Teze disertace k získání akademického titulu "doktor", ve zkratce "Ph.D."

Praha, únor 2012

Disertační práce byla vypracována v prezenční formě doktorského studia na katedře elektrotechnologie Fakulty elektrotechnické ČVUT v Praze.

Uchazeč: Ing. Jiří Hájek  
Katedra elektrotechnologie  
Fakulta elektrotechnická ČVUT  
Technická 2  
166 27 Praha 6

Školitel: Doc. Ing. Václav Papež, CSc.  
Katedra elektrotechnologie  
Fakulta elektrotechnická ČVUT  
Technická 2  
166 27 Praha 6

Oponenti: .....

.....

.....

Teze byly rozeslány dne: .....

Obhajoba disertace se koná dne ..... v ..... hod. před komisí pro obhajobu disertační práce ve studijním oboru Elektrotechnologie a materiály v zasedací místnosti č ..... Fakulty elektrotechnické ČVUT v Praze.

S disertací je možno se seznámit na děkanátu Fakulty elektrotechnické ČVUT v Praze, na oddělení pro vědu, výzkum a zahraniční styky, Technická 2, Praha 6.

.....  
předseda komise pro obhajobu disertační práce  
ve studijním oboru  
Elektrotechnologie a materiály  
Fakulta elektrotechnická ČVUT, Technická 2, Praha 6



## 1. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

Odušovací filtry lze v současnosti považovat za nejčastější technický prostředek k zajištění EMC. Počtem vyrobených kusů je možná převyšují snad jen feritové návleky a perly, které lze ovšem považovat za zvláštní případ odušovacích filtrů. Teoretický návrh odušovacích filtrů je již dlouho známý a neprochází významným vývojem na rozdíl od návrhu sdělovacích (signálových) filtrů. Mezi hlavní úskalí návrhu filtrů pro potlačení rušení dnes patří otázka vhodného impedančního přizpůsobení a vlivu parazitních vlastností na chování filtrů.

Impedanční poměry v místě připojení filtru jsou vždy otázkou konkrétního případu a dodnes neexistuje univerzální metoda jejich určení, odhadu či aproximace. Lze se sice inspirovat normovanými průběhy impedancí „běžných“ sítí, které udávají normy (např. [1]), ale jde jen o modelový případ. Ten může být značně odlišný od reality. V [2] jsou popsány metody výpočtu vložného útlumu filtrů v různých impedančních systémech na základě měření útlumu v přesně definovaném impedančním systému – nejčastěji  $50\ \Omega$ . Většina výrobců (i renomovaných) však vzhledem k jednoznačné reprodukovatelnosti dává přednost měření a prezentování výsledků jen ve standardním impedančním systému  $50\ \Omega$ .

Otázka součástek a jejich parazitních parametrů je stručně diskutována ve většině popularizačních a volně dostupných encyklopedií o EMC na internetu. Téměř vždy je pojednáno o vlivu přívodů a konstrukce samotné součástky na chování filtru při vysokých kmitočtech. Ve [3] jsou popsány možné parazitní vazby mezi obvody prvky a způsoby jejich částečného potlačení. Samotný popis parazitních vlastností, náhradních schémat a chování při vyšších kmitočtech je popsán podrobněji v [4]. O metodě určování náhradních schémat výpočtem z naměřených kmitočtových charakteristik není autorovi známa žádná publikace. Netradiční matematické metody však již byly při návrhu filtrů používány. Například v [5] je popsána metoda nestandardní aproximace řešená pomocí evolučního algoritmu. Výhodou tohoto přístupu je multikriteriálnost, tedy možnost navrhovat filtry splňující více požadavků současně (útlum, skupinové zpoždění, impulzní, resp. přechodová charakteristika aj.).

## 2. CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE

Na základě výše uvedených faktů, po konzultaci se školitelem a po prostudování dostupné literatury byly stanoveny následující cíle předkládané disertační práce:

1. Podat ucelenější pohled na oblast parazitních vlastností pasivních součástek, zaměřit se na možné způsoby omezení jejich vlivu na chování obvodů při vysokých kmitočtech.
2. Předvést netradiční metodu určení náhradních parametrů prvků a vazeb ve vysokofrekvenčním obvodu.
3. Popsat metody pro měření vlastností filtrů při specifických podmínkách (tj. při zátěži, v různých připojovacích systémech apod.) s důrazem na přístrojové vybavení a uspořádání obvodu. Tento cíl představuje praktickou (experimentální) část práce.
4. Předvést netradiční energetickou rozvahu filtrů (výpočet tepelných ztrát) zatížených neharmonickým signálem. Tento cíl je řešen pouze teoreticky a není ověřen měřením. Jsou ukázány dva různé matematické postupy vedoucí k totožným výsledkům.

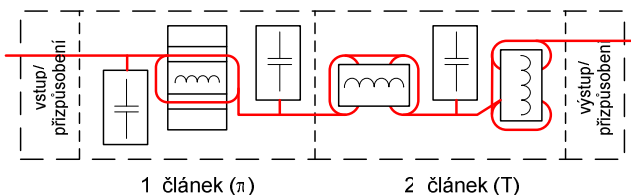
### 3. OPTIMÁLNÍ KONSTRUKCE FILTRŮ

Odrušovací filtry musí být – kromě správného obvodového návrhu – vyrobeny tak, aby nebyly ovlivnitelné rušením zvenčí a rušení samo z nich nevyzařovalo, aby vlastnosti dané schématem nebyly měněny vzájemnými vazbami mezi součástkami a aby je bylo možné řádně připevnit do zařízení. Mezi hlavní otázky konstrukčního provedení tak patří:

- uspořádání součástek uvnitř filtru vzhledem k minimalizaci vazeb,
- provedení nosné části/krytu a stínění,
- typ a způsob provedení vývodů, připojení zemnění.

#### Uspořádání prvků

Dosažitelný útlum do značné míry určuje a omezuje konstrukční uspořádání filtru. Topologie daná schématem může být realizována dosti rozdílně – technologií plošných spojů nebo prostým propojením připevňovacích prvků v prostoru. Nejlepšího výsledku lze obecně dosáhnout tehdy, kopíruje-li fyzické uspořádání součástek co nejvíce schéma, které se většinou kreslí „zleva doprava“ (tj. od zdroje ke spotřebiči). Vstupní a výstupní strana je důsledně oddělena, stejně tak jsou odděleny přepážkami jednotlivé stupně (články) filtru. Prvky, které by mezi sebou mohly generovat nežádoucí vazby, jsou umístěny od sebe buď co nejdále, nebo v takovém natočení, aby induktivní vazby mezi nimi byly minimální. Nevýhodou takového uspořádání jsou samozřejmě velké vnější rozměry a tím i hmotnost. Příklad takového uspořádání je na obrázku 1. Opačnou konstrukcí se vyznačují komerční síťové filtry pro menší spotřebiče. Takové uspořádání nedovoluje minimalizovat nežádoucí vazby, spíše dává prostor k jejich vzniku.



Obr. 1 Podélné uspořádání vícečlánekového filtru.

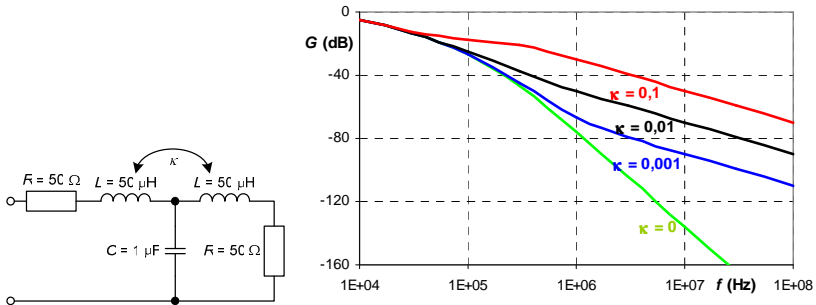
Základní pravidla vhodného uspořádání součástek uvnitř těla filtru jsou:

- co nejvíce vzdálit indukčnosti a kapacity z jedno článku filtru,
- orientovat vůči sobě indukčnosti tak, aby jejich rozptylové toky byly navzájem kolmé, nebo je oddělovat vodivou přepážkou,
- připojovat příčné prvky filtru (kondenzátory) k zemi co nejkratšími vodiči, nejlépe přímo na stínicí kryt,
- vzdálit vstupní a výstupní kabeláže a minimalizovat jejich souběh.

#### Vazby mezi prvky

Vliv nežádoucích vazeb daných nevhodným uspořádáním je demonstrován na obvodě z levého obrázku 2. Jednoduchý T článek je složen ze dvou vázaných indukčností, jejichž geometrické osy by měly být navzájem kolmé, a vinutí na uzavřených (nejlépe toroidních) jádrech. V takovém uspořádání lze předpokládat minimální činitel vzájemné vazby  $\kappa$  blízký nule. Stejněho

oddělení lze dosáhnout i umístěním obou cívek do separátních stíněných krytů. Příčnou kapacitu  $1\ \mu\text{F}$  doplňují dva zakončovací odpory  $R$ . Lze odvodit přenosy pro různé velikosti vzájemné vazby  $\kappa$  (obrázek 2 vpravo).

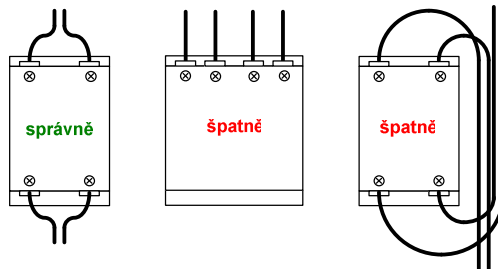


Obr. 2 Vliv vzájemné vazby na přenos jednoduchého T článku.

V případě ideálního oddělení obou cívek ( $\kappa = 0$ ) dostáváme monotónně klesající průběh přenosu se zlomovým kmitočtem asi 50 kHz a přenosem -160 dB při 30 MHz. Zavedením slabé vzájemné vazby s činitelem  $\kappa = 10^{-3}$  se přenos sníží asi na -100 dB. V nejhorsím případě, kdy vzájemná vazba dosahuje řádu  $10^{-1}$ , se přenos zvýší až na -60 dB, tedy více než  $10^5\times$ . Tento ilustrativní teoretický výpočet však neuvažuje vliv parazitních vlastností.

### Montáž filtru

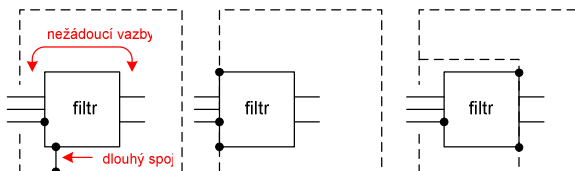
Způsobem montáže a instalací filtru do koncového elektrického zařízení můžeme výrazně zhoršit jeho chování a schopnost účinně potlačovat rušivé signály. Proto je nutné zmínit správné postupy, bez kterých by mohlo dojít ke zhoršení chování celého zařízení po instalaci filtru. Při umístění odrušovacích filtrů v konstrukci zařízení je třeba dbát zejména na to, aby odrušené výstupní vedení z filtru mělo minimální vazby s okolním zarušeným prostředím, a to především s neodrušeným vstupem filtru. Obzvlášť nevhodné připojení odrušovacího filtru je na obrázku 3 vpravo. Přívodní a výstupní vodiče tvoří smyčky, které se navzájem překrývají. Rušení se tak induktivní cestou může přenést ze vstupu filtru (smyčka vstupních vodičů) rovnou na výstup filtru. Rušení tak filtr „obchází“. Ke stejné situaci může docházet, pokud jsou vstupy a výstupy na stejné straně filtru.



Obr. 3 Správné a nesprávné vedení připojovacích kabelů.

Na obrázku 4 je znázorněno chybné umístění (levá varianta) a správné umístění (obě pravé varianty) filtru v konstrukci zařízení. U nesprávného umístění jsou vyznačeny možné rušivé vazby elektromagnetickým polem a nevhodné uzemnění. Pokud nelze umístit filtr tak, aby

neodrušené vodiče do skříně vůbec nevstupovaly (situace uprostřed), je třeba celou vstupní část zařízení uzavřít stíněním jako neodrušený prostor (pravá varianta). Toto řešení se používá např. u napájecích zdrojů citlivých měřicích přístrojů.



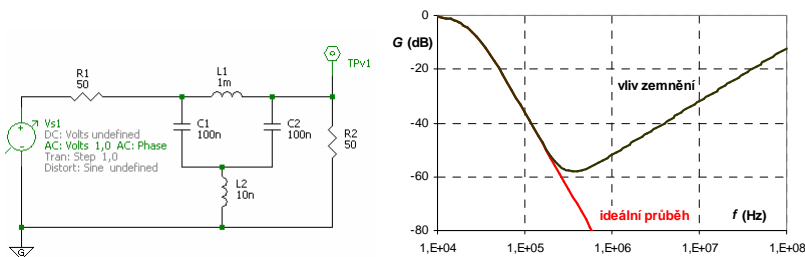
Obr. 4 Umístění síťových filtrů v zařízení (vlevo nesprávně, uprostřed a vpravo správně).

Pokud jsou vstupní nebo výstupní vodiče stíněné, je nutné jejich vnější vodiče (opletení) řádně připojit ke krytu filtru nebo stínění celého zařízení. Řádným připojením se miní kontakt po celém obvodu opletení, ne jen v jednom bodě. Připojení pomocí tzv. „prasečího ocásku“ (angl. „pigtail“), kdy se opletení slaní do jednoho praménku, který se přizemní, není vhodné. Takové řešení představuje nežádoucí indukčnost, která snižuje efekt stínění nebo se může podílet na vyzařování/přijímání rušení z okolí. Správně připojené stínění je na obrázku 5 vpravo.



Obr. 5 Správné (vpravo) a nevhodné (vlevo/uprostřed) zavedení stíněného kabelu.

Dalším důležitým opatřením při montáži je důsledné vysokofrekvenční uzemnění. Běžně provedené uzemnění pomocí plného vodiče, které se používá např. při pospojování z důvodů ochrany před dotykem, je v případě odrušovacích filtrů nedostatečné. Každý centimetr vodiče o průřezu 1,5 až 2,5 mm<sup>2</sup> totiž představuje indukčnost v řádu nH. Situace je znázorněna na obrázku 6, kde je jednoduchý  $\pi$  článek uzemněn přes krátký vodič. Jeho indukčnost 10 nH se chová jako horní propust, což je vidět na průběhu přenosu. Filtr pracuje správně jen do kmitočtu kolem 0,5 MHz, pak vliv indukčnosti zemničního vodiče převládí.



Obr. 6 Vliv zemničního vodiče na nesymetrický přenos (simulace v 5Spice Analysis).

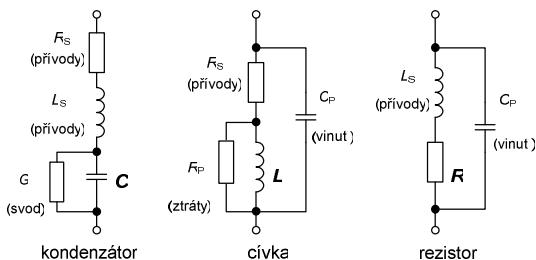


## 4. PARAZITNÍ VLASTNOSTI SOUČÁSTEK

### Náhradní obvody, rezonance

Každá součástka je ve skutečnosti realizována vhodným uspořádáním vodičů, elektrod, event. dalších konstrukčních prvků. Ze své podstaty tedy musí vykazovat i vedlejší (nechtěné, tzv. „parazitní“) parametry. Tento jev je zcela přirozený, neboť kolem každého vodiče protékajícího elektrickým proudem vzniká magnetické pole tomuto proudu úměrné a elektrické pole úměrné úbytku napětí na vodiči.

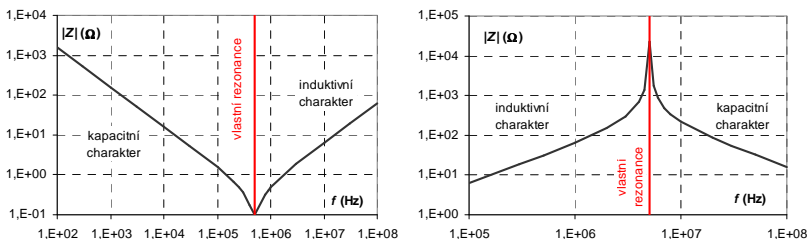
Náhradní obvody součástek jsou sestavovány jako obvody složené z ideálních obvodových prvků reprezentujících vlastnosti (např. impedanci) reálných součástek. Odrušovací filtry se skládají téměř výhradně ze základních pasivních prvků: rezistorů, cívek a kondenzátorů (pomineme-li doplňkové přepětíové ochrany apod.). Nejčastěji užívané náhradní obvody pasivních prvků jsou znázorněny na obrázku 7. Vliv parazitních vlastností součástek je v zásadě dvojí. Jednak představují ztráty a dále způsobují nežádoucí chování součástky při vysokých kmitočtech. Tento druhý vliv bývá v případě odrušovacích prvků a filtrů dominantní.



Obr. 7 Schémata náhradních obvodů základních pasivních součástek.

### Rezonance pasivních prvků

Vlastní rezonance součástky nastává při kmitočtu, kde impedance součástky mění svůj charakter buď z kapacitního na induktivní, nebo obráceně z induktivního na kapacitní (viz obrázek 8). Při rezonančním kmitočtu daném Thompsonovým vztahem se tedy modul reaktance hlavní (žádoucí) obvodové veličiny rovná modulu nežádoucí (parazitní) veličiny.

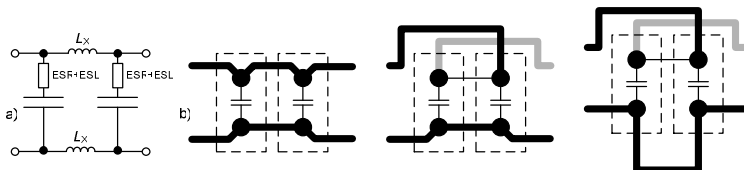


Obr. 8 Absolutní velikost impedance kondenzátoru 1  $\mu\text{F}$  (vlevo) a cívky 10  $\mu\text{H}$  (vpravo).

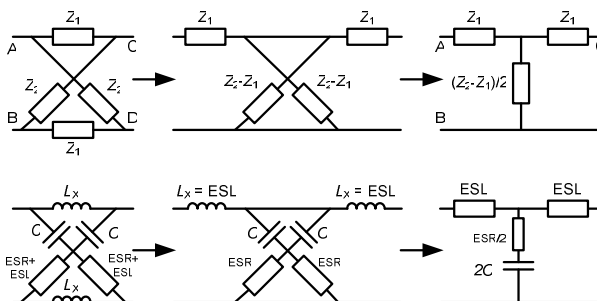
### Kompensace vlastních parazitních parametrů

Uvažujme jednoduchý dvojbran složený ze dvou paralelně spojených kapacit na jednovrstvém plošném spoji. Kapacity jsou realizovány z fóliových svitkových kondenzátorů s kapacitou v řádu desítek nF. Na obrázku 9 je obvodové schéma, ke kterému jsou znázorněny parazitní

indukčnosti přívodů a dále indukčnost vodivého propojení na plošném spoji. Obvod tak připomíná  $\pi$  článkek. Indukčnost vodivého spoje mezi kapacitami ( $L_x$ ) je za určitých podmínek možné využít ke kompenzaci parazitních sériových odporů a indukčností kapacitorů ( $ESR+ESL$ ).



Obr. 9 Dvojice paralelně spojených kondenzátorů (a) schéma; (b) plošné spoje pro kompenzaci.



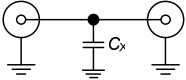
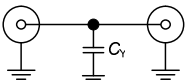
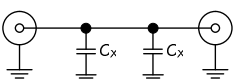
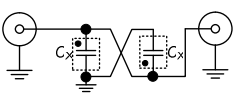
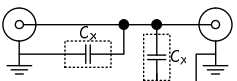
Obr. 10 Postupná transformace dvojbranu na T článek typu dolní propust.

Princip kompenzace (obrázek 10) spočívá v postupném převádění obvodu na ekvivalentní dvojbranu, přičemž konečná topologie má tvar T článu. Je využito propojení součástek podle obrázku 9 vpravo, kdy je nutné použít vícevrstvý plošný spoj. Po „dosazení“ obvodových konkrétních prvků má T článek podobu dolní propusti (v podélné větvi indukčnosti, v příčné větvi kapacity) a pomáhá tak zvyšovat filtrační účinek obou kondenzátorů. Princip kompenzace spočívá ve vytvoření podélné indukčnosti  $L_x$  o vhodné velikosti, nejlépe o hodnotě  $L_x = ESL$ . Pokud je indukčnost spoje nedostatečná, lze použít vícevrstvý spoj a vytvořit ji pomocí umělé smyčky s dostatečně velkou indukčností  $ESL$  (obrázek 9 úplně vpravo).

Pro ověření vlivu uspořádání kondenzátorů bylo na destičkách s plošnými spoji sestaveno několik různých realizací obvodů, opatřených vývody konektory BNC pro připojení skalárního analyzátoru a lišících se konfigurací kapacit (tabulka 1). Obvody se liší orientací součástek, délkou a křížením spojových cest, velikostí smyčky pro kompenzaci vlastních parazitních parametrů nebo jsou pro porovnání osazeny odpovídajícími si kondenzátory třídy Y2 a X2. Cílem je mj. určit vliv objemu kondenzátoru na parazitní parametry.

Na obrázku 11 a) jsou porovnány dvojbranu 1 a 3. Dvojice kapacit by teoreticky měla vykazovat poloviční parazitní indukčnost a současně dvojnásobnou kapacitu. Rezonanční kmitočet by měl být tedy stejný, což je zhruba ve shodě s měřením. Parazitní indukčnosti nejsou nijak kompenzovány ani tlumeny. Samotné zdvojení kapacity tedy nutně nemusí znamenat zvýšení útlumu. Kromě oblastí kolem rezonance má však dvojice vyšší útlum. Je to dáno dvojnásobnou kapacitou, a tedy menší reaktancí celého dvojbranu.

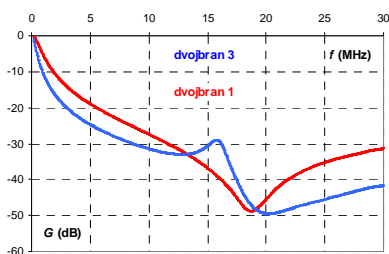
Na obrázku 11 b) je porovnání dvou stejných kapacit lišících se velikostí pouzdra, resp. bezpečnostní třídou (dvojbranu 1 a 2). Větší kapacita Y2 má podle předpokladu větší parazitní indukčnost a tedy nižší rezonanční kmitočet. Jinak se měření (podle předpokladu) příliš neliší.

zapojení.	schéma	uspořádání kapacit
1		kapacita 10 nF MKP, třída X2 (EPCOS typ B32921)
2		kapacita 10 nF MKP, třída Y2 (EPCOS typ B3202)
3		kapacita 2×10 nF MKP, třída X2, (EPCOS typ B32921)
4		kapacita 2×10 nF MKP, třída X2, (EPCOS typ B32921) opačně orientovaná pouzdra
5		kapacita 2×10 nF MKP, třída X2, (EPCOS typ B32921) natočení pouzder o 90°

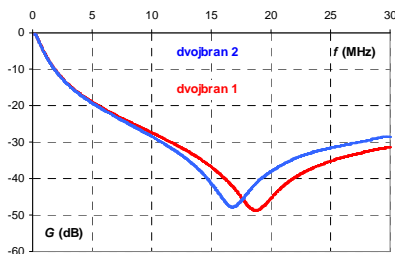
Tab. 1 Kapacitní dvojbrany pro ověření kompenzace vlastních parazitních parametrů.

Na obrázku 11 c) je ukázán vliv částečné kompenzace parazitní indukčnosti. Princip kompenzace parazitních indukčností spočívá v opačné orientaci jejich magnetických toků, které se odečítají. Jsou srovnány dvojbrany 3 a 4, lišící se pouze fyzickým uspořádáním prvků. Kromě vzájemné rezonance při kmitočtu cca 14 MHz má kompenzovaný dvojbran (především na vyšších kmitočtech) lepší útlum, na 30 MHz dokonce až o téměř 20 dB.

Na obrázku 11 d) jsou porovnány dva různé způsoby kompenzace indukčností, kdy jednou jsou indukčnosti orientovány opačně a jednou jsou orientovány kolmo na sebe. V obou případech by teoreticky měla vzájemná vazba zmizet úplně, přesto je vidět rezonance na kmitočtu asi 15 MHz. Porovnáme-li však oba průběhy s obrázkem a), jsou útlumy obou provedení vyšší než u dvojbranu č. 3, který žádnou kompenzaci nemá. Je nutné poznamenat, že u takto malých prvků nelze nikdy zajistit úplnou kompenzaci, neboť i samotný svitek může být v plastovém pouzdru umístěn téměř „libovolně“ vzhledem k vývodům. Přesná orientace je tak obtížná.

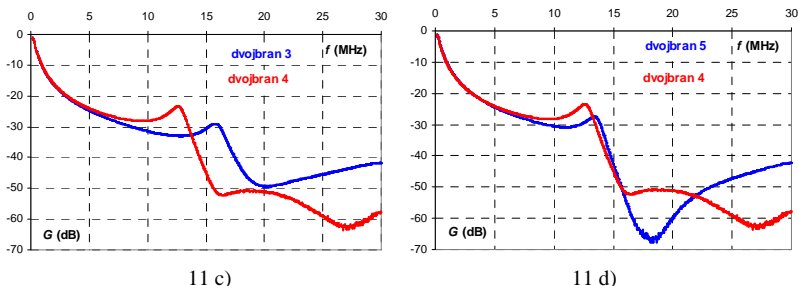


11 a)



11 b)

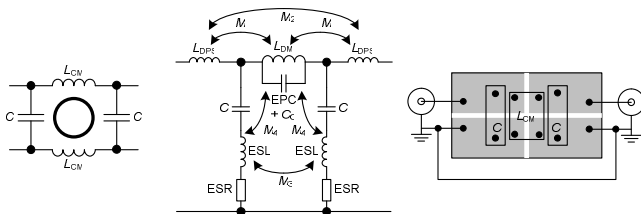
Obr. 11 Naměřené přenosy vybraných dvojic kapacitních dvojbranů.



Obr. 11 Naměřené přenosy vybraných dvojic kapacitních dvojbranů.

### Potlačení nežádoucích vzájemných vazeb

Druhou skupinu parazitních parametrů tvoří vzájemné vazby mezi obvodovými prvky. Ty jsou znázorněny pro jednoduchý odrušovací filtr ve tvaru  $\pi$  článku na obrázku 12. V obvodu lze definovat několik vzájemných vazeb, z nichž každá je představována novou obvodovou veličinou. Pro jednoduchost předpokládáme, že obvod je stranově symetrický, resp. podélně souměrný. To předpokládá shodné kondenzátory a jejich symetrické uspořádání na plošném spoji. V opačném případě by bylo nutné definovat vazby zvlášť pro oba kondenzátory.



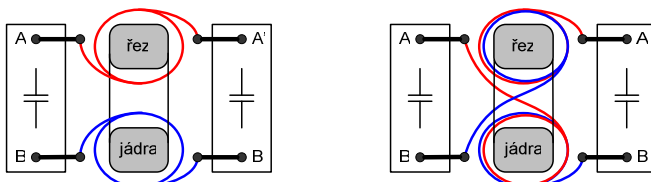
Obr. 12 Vzájemné vazby u jednoduchého filtru. Vpravo je uspořádání na plošném spoji.

Kapacitních vazeb je v obvodu méně, vzájemná vazba mezi kondenzátory ( $C_C$ ) se přičítá k mezizávitové kapacitě vinutí cívky  $EPC$ . Všechny popsané vazby spolu s vlastními parázity přispívají k odlišnému chování filtru, než jaké je očekáváno.

- Omezení vzájemné kapacity  $C_C$  a indukčnosti  $M_3$  je možné zvětšením vzdálenosti mezi oběma kondenzátory. Nevýhodou tohoto uspořádání jsou velké vnější rozměry filtru, v praxi se právě tyto dva prvky umísťují co nejbližší k sobě.
- Omezení vazeb  $M_3$  a  $M_4$  lze dosáhnout i stíněním jednotlivých kondenzátorů. Stínění však musí být dostatečně vzdáleno od cívky, aby nedocházelo ke vzniku nežádoucí vazby nebo ztrátám.
- Omezení vzniku vazeb  $M_1$ ,  $M_2$  je možné zajistit vhodným návrhem plošného spoje, kdy jsou přívodní vodivé spoje rovné, bez smyček a dvojice vstupních či výstupních přívodů je vedeny vzájemně souběžně. Pak jsou přívody téměř bezindukční a nemohou tvořit nechtěnou vazbu.
- U vícestupňových filtrů lze minimalizovat induktivní vazbu mezi cívkami jejich orientací, kdy osy jednotlivých vinutí jsou navzájem kolmé. Činitel vazby mezi cívkami pak bude blízký nule, stejně jako jejich vzájemná indukčnost. Zásada

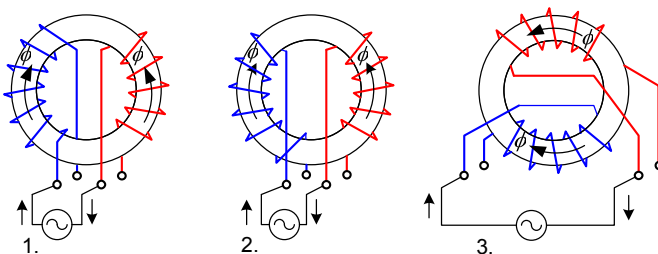
kolmého uspořádání platí i pro toroidní jádra, u kterých se předpokládá soustředění magnetického toku výhradně do jádra.

- Omezení většiny induktivních vazeb a kapacity  $EPC$  lze dosáhnout vhodně provedeným vinutím cívky  $L_{CM}$ , jak je ukázáno dále na obrázku 13.



Obr. 13 Půdorys možného uspořádání filtru. Standardní propojení (vlevo) a plně symetrické (vpravo) vinutí kompenzovaných cívek vzhledem ke dvojici kapacit.

Většinou se u kompenzovaných cívek používá dvou vinutí, která jsou separátně umístěna na společném jádru. Toto umístění představuje maximální rozptylovou indukčnost, čímž ale filtr mírně potlačuje i nesymetrické složky. Protože vinutí vůči zbytku obvodu nejsou umístěna zcela symetricky, dá se očekávat velká vzájemná vazba. Cívka totiž bývá na plošném spoji umístěna „nastojato“ a vinutí jsou rozdělena na dvě strany podle svislé osy jádra kolmé k plošnému spoji (obrázek 13 vlevo). Vzájemná indukčnost mezi modrým vinutím a vývodem B bude jiná než vzájemná indukčnost mezi modrým vinutím a vývodem A. Pro červené vinutí, event. pro bránu filtru A'-B' to platí obdobně. Lze s výhodou použít upravené vinutí podle pravého obrázku, kde jsou obě sekce symetrické nejen z pohledu počtu závitů, ale i z pohledu orientace vůči branám filtru A-B, resp. A'-B'. Cívka je opět orientována vůči plošnému spoji „nastojato“, ale vinutí jsou rozdělena vodorovnou osou na „horní“ a „dolní“. Cívka pak bude mít vůči zbytku obvodu menší vzájemné vazby a vzájemné indukčnosti mezi vinutími a kondenzátory se vykompenzují.

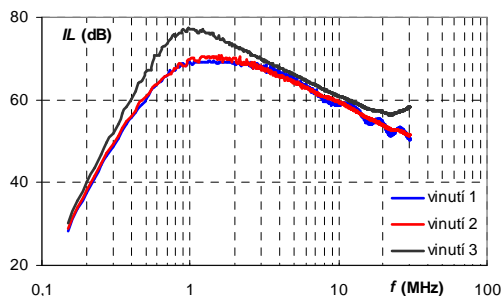


Obr. 14 Použitá vinutí pro ověření možnosti redukovat vzájemné induktivní vazby. (1, 2 - standardně provedená vinutí, 3 - vinutí umožňující plně symetrické uspořádání obvodu)

Tento princip byl ověřen experimentálně. Byly vyzkoušeny celkem tři cívky s různě provedeným kompenzovaným vinutím (podle obrázku 14), které ale mělo vždy stejnou indukčnost. Hodnoty obvodových prvků podle schématu z obrázku 12 byly:  $C = 0,47 \mu F$ ,  $L_{CM} = 2 \text{ mH}$  (feritové toroidní jádro RIK 20, konstanta  $4100 \text{ nH/z}$ , 22 závitů vodiče o průměru  $0,5 \text{ mm}$ ).

Součástky byly umístěny na jednostranném plošném spoji o rozměrech  $40 \times 70 \text{ mm}$ , vývody pro měření nesymetrické složky útlumu byly provedeny koaxiálním kabelem délky asi  $150 \text{ mm}$  a zakončeny BNC konektory. Měření přenosu bylo provedeno pomocí analyzátoru PMM 9010. Při měření byl obvod k analyzátoru připojen nesymetricky, tj. z indukčnosti  $L_{CM}$  se uplatnila pouze jejich nekompenzovaná složka  $L_{DM}$ , která je řádově menší. Ta však může tvořit spolu s přírůdky

kondenzátorů nežádoucí vazby, které by mělo eliminovat vinutí 3. Na obrázku 15 jsou výsledky měření. Měření prokázalo (ve shodě s [3]) měřitelný vliv konfigurace vinutí č. 3 na útlum filtru. Zbylé „klasické“ koncepce vinutí vykazují prakticky shodný průběh vložného útlumu. Podmínkou, aby byl vliv způsobu vinutí měřitelný, je dostatečná blízkost kondenzátorů a vinutí. Při vzdálenostech větších než zhruba 5 mm je induktivní vazba velmi malá a vliv vinutí zanedbatelný. Filtr s kompenzovaným vinutím č. 3 podává v měřeném kmitočtovém rozsahu 150 kHz až 30 MHz vždy lepší útlum, v oblasti kolem 1 MHz skoro až o 10 dB.



Obr. 15 Změřené vložné útlumy pro jednotlivé konfigurace vinutí.

Na základě výše uvedených poznatků lze shrnout doporučení pro minimalizace parazitních jevů, které mohou výrazně ovlivnit výkon (útlum) odrušovacího filtru:

1. dvojice kapacit umisťovat co nejdále od sebe, aby se snížily vzájemné kapacitní a induktivní vazby mezi nimi a kapacitní vazba mezi vstupním a výstupním vývodem,
2. kapacity vůči cívčkám umisťovat co nejvíce od sebe, aby se zmenšily vzájemné induktivní vazby,
3. používat vhodně orientované vinutí kompenzované cívky a tím zmenšovat vazby na blízké kondenzátory,
4. dvojice kapacit navzájem stínit,
5. u vícestupňových filtrů orientovat cívky kolmo na sebe, aby se snížily vazby rozptylovými toky,
6. připojovací plošky vývodů součástek co nejvíce zmenšovat a umisťovat od sebe, aby nedošlo ke kapacitní vazbě mezi vstupem a výstupem filtru.

Tyto poznatky podepřené provedeným měřením lze považovat za původní a za přínos autora k dané problematice.

## 5. VÝPOČET NÁHRADNÍHO SCHÉMATU

V elektrotechnické praxi je jednou z častých úloh syntéza obvodu (např. odrušovacího filtru) nebo hledání úplného náhradního obvodu, které by plně popisovalo chování daného prvku či obvodu. Jde o nalezení takových hodnot obvodových veličin, aby se obvod choval podle zadané či změřené charakteristiky. Jedná se tedy o jednu z forem optimalizace, kde kritériem (účelovou funkcí), jejíž extrém hledáme, je například rozdíl mezi simulovaným (vypočteným) chováním obvodu a zadanou (změřenou) frekvenční charakteristikou nebo jinou odezvou.

V této práci byl použit algoritmus diferenciální evoluce. Příklad je postaven na reálném obvodu z obrázku 12, přičemž jsou hledány následující obvodové veličiny:

- parazitní parametry prvků  $ESR$ ,  $EPR$ ,  $ESL$ ,  $EPC$ ,
- vzájemné vazby  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_4$ ,
- indukčnosti přívodů  $L_{dps}$  a hlavní cívky  $L_{DM}$ .

Pro jednoduchost se předpokládají shodné vzájemné vazby (stranově symetrický obvod) a shodné kondenzátory. Celá úloha je řešená jako samostatně běžící program v prostředí Maplu a je popsána v disertační práci, resp. v její příloze A.

### Diskuze výsledků

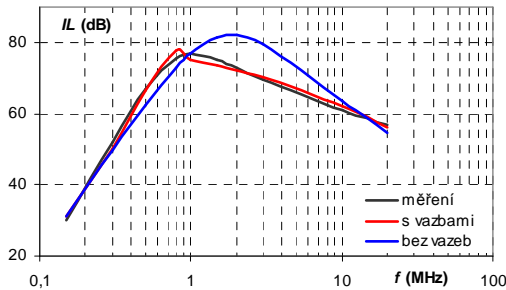
Bylo provedeno mnoho spuštění výpočtu, během kterých byl program odladen a nalezeno vhodné nastavení algoritmu DE. Nakonec byl výpočet spuštěn pro nejméně 250 generací populací o 100 jedincích a byla zvolena strategie *DE/best* bez adaptivního řízení. Jako velmi užitečné se ukázalo použití mezí, tj. zúžení prohledávané oblasti a vložení alespoň některých odhadů řešení do počáteční populace. Výsledek výpočtu trvajícího 33120 vteřin je tento:

$$M_1 = 0,0068; M_2 = 0,4900; M_3 = 0,1779; M_4 = 0,6776;$$

$$ESR = 1,98 \, \Omega; EPR = 631 \, \text{k}\Omega; ESL = 139 \, \text{nH}; EPC = 956 \, \text{pF};$$

$$L_{DM} = 997 \, \mu\text{H}; L_{DPS} = 8,14 \, \text{nH}.$$

Nejdůležitější pro posouzení úspěšnosti hledání náhradního obvodu je porovnání s měřením. Vypočítaný průběh vložného útlumu (červeně) je spolu se změřeným průběhem (černě) na obrázku 16. Největší odchylka je v oblasti rezonance (kolem 1 MHz) a činí  $\pm 2$  dB. Ve zbytku kmitočtového rozsahu je odchylka  $\pm 1$  dB. Vzhledem k přesnosti měření požadované normou CISPR 17 je možné považovat nalezené řešení za správné. Aby bylo dosaženo ještě lepší shody s měřením (např. o řád), bylo by nutné výrazně upravit obvod z obrázku 12 a přidat do něj další vazby a parazitní prvky. Pak by ovšem nalezení obvodových veličin bylo výpočetně mnohem náročnější.



Obr. 16 Porovnání změřeného útlumu a vypočítaných útlumů náhradních schémat.

Zajímavý je výsledek výpočtu bez uvažování vzájemných vazeb  $M_1$  až  $M_4$ . Tento výpočet předpokládá zjednodušené náhradní schéma složené jen z hlavních a parazitních prvků. Výpočet se tím výrazně zjednoduší a zrychlí, neboť je hledáno pouze šest neznámých ( $ESL$ ,  $EPR$ ,  $EPC$ ,  $ESR$ ,  $L_{DM}$ ,  $L_{DPS}$ ). Samozřejmě takto zjednodušený obvod nemůže svým útlumem plně odpovídat reálnému obvodu a nalezení náhradního schématu nemůže být úspěšné. To potvrzují i provedené simulace, jejichž výsledek je na obrázku 16 znázorněn modře.

Simulace zjednodušeného obvodu byla provedena se stejným nastavením jako simulace kompletního obvodu. Po výpočtu trvajícím 13310 vteřin byla nalezena jen přibližná shoda se zadaným změřeným útlumem. Z výše uvedených analýz pak vyplývají důležitá zjištění, která lze považovat za původní přínos této práce:

- vlastnosti odrušovacích filtrů jsou **výrazně ovlivněny vazbami mezi všemi obvodovými prvky**,
- pro správné modelování vlastností filtrů **je nutné uvažovat vzájemné vazby** nejenom mezi hlavními obvodovými prvky, ale **především i mezi parazitními prvky**.

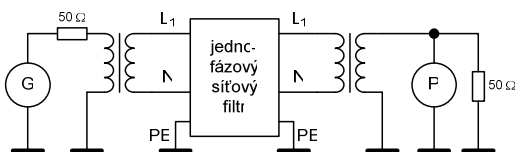
Výpočet byl proveden na standardním PC s konfigurací 1 GB paměti RAM, procesorem Intel Celeron 2,4 GHz, Windows XP SP3 a v prostředí Maple 9.50 (build ID 155251) s knihovnou SYRUP relase 7-1.

## 6. METODY PRO MĚŘENÍ FILTRŮ

Norma CISPR 17 ve své čtvrté kapitole rozlišuje čtyři základní měřicí metody. Jde o tzv. standardní měřicí metodu, metodu nejhoršího případu, měření v místě instalace a metodu modelové instalace. V praxi se lze při práci s katalogy předních výrobců nejčastěji setkat s výsledky měření podle standardní měřicí metody. Ta je definována pro tzv. měřicí systémy, z nichž nejčastěji se používají: nesymetrický a asymetrický. Méně často pak symetrický a nejméně V-symetrický. Nejvíce se předkládaná práce věnuje symetrickému měřicímu systému, neboť ten je předpokladem pro měření útlumu filtrů při zatížení.

### Symetrické zapojení

U symetrického zapojení (obrázek 17) jsou vstupní brány vícefázového filtru napájeny ze zdroje symetrického napětí a výstupní napětí je měřeno na odpovídajících branách symetrickým přijímačem. Protože tyto přístroje většinou nejsou k dispozici, je nutné mezi generátor **G** a přijímač **P** vřadit symetrizační člen, který převede jejich nesymetrické vstupy a výstupy na symetrické. Nejjednodušším symetrizačním členem je transformátor, ovšem jeho konstrukce není vždy jednoduchá.



Obr. 17 Měřicí obvod při symetrickém připojení filtru.

Tento měřicí systém je prakticky jediný vhodný pro měření nejhoršího případu aproximační metodou pro síťové filtry v impedančním systému  $0,1\Omega/100\Omega$  a obráceném. Mezi výrobci však není příliš oblíben, neboť vhodná konstrukce širokopásmových transformátorů s těmito impedančními převody je poměrně složitá. Pro převod z  $50\Omega$  na  $0,1\Omega$  je nutné napětíový převod 22:1 a pro převod ze  $100\Omega$  na  $50\Omega$  pak 1,4:1. Lze i použít odporových přizpůsobovacích členů, které ovšem mají obvykle velký útlum. Především prvně jmenovaný transformátor lze jen obtížně konstruovat v požadovaném kmitočtovém rozsahu. Symetrické zapojení nijak nemění topologii připojeného měřeného filtru.



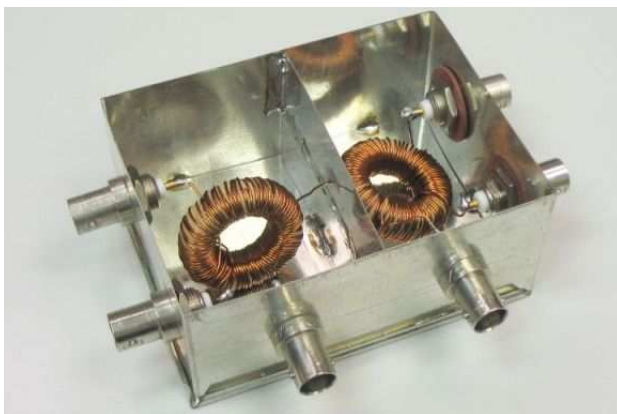
### Realizace symetrizačního transformátoru

Pro potřeby této práce byly navrženy a postaveny dva symetrizační transformátory s napětovým převodem 1:1 pracující v kmitočtové oblasti od 1 kHz do 1 MHz. Předpokládá se symetrizace nejčastěji používaného měřicího systému  $50\ \Omega/50\ \Omega$ . Po prostudování dostupné nabídky jader především firmy Amidon bylo zvoleno toroidní jádro FT 114-75 materiálu 75. Uvažováno bylo i o jádru EA-77-250, kde ovšem vyšel poměrně velký počet závitů do malého okénka.

	FT-144-75	FT-144-77	FT-50-77	EA-77-250
rel. permeabilita (-)	5000	2000	2000	2000
vnější průměr (mm)	29	29	13	-
vnitřní průměr (mm)	19	19	7	-
výška (mm)	7,5	7,5	4,8	-
$l_e$ (mm)	74,2	75,2	30,2	-
obsah okénka (mm <sup>2</sup> )	-	-	-	41,6
$A_L$ (mH/1000 z)	3170	1270	1100	1520
počet závitů (-)	70	112	120	100

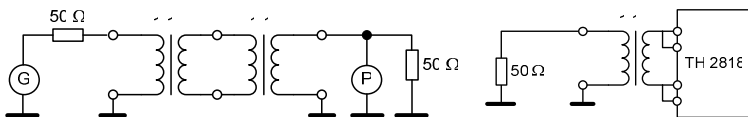
Tab. 2 Srovnání vybraných feritových materiálů a jader podle [6].

V tabulce 2 jsou srovnání konstrukčních parametrů jednotlivých uvažovaných jader. Ideální pro realizaci je toroidní jádro FT-144-75, kdy počet 70 závitů odpovídá obvodu toroidu kolem 90 mm. To dovozuje navinout dvě vinutí vodičem o průměru 0,5 mm tak, aby se vzájemně nemusely závity překrývat. Jádro tvaru E (EA-77-250) je vzhledem k velmi malému okénku nevhodné, vinutí by muselo být ve více vrstvách tenkým vodičem, což není žádoucí. Materiál 77 vykazuje nízké ztráty od 1 kHz, podle výrobce se hodí na rozsah od 0,5 MHz až do 30 MHz. Pro měření vlastností odrušovacích filtrů je tedy ideální.



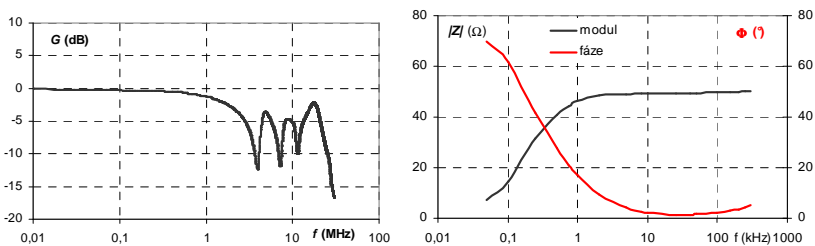
Obr. 18 Celkové provedení symetrizačního transformátoru (dvojice v jednom krytu).

Dva shodné transformátory byly umístěny do stíněné krabičky o rozměrech 92×67×50 mm vybavené běžnými BNC konektory pro připojení filtru k analyzátoru. Aby byla zamezena vazba mezi oběma transformátory, jsou umístěny v oddělených prostorech přepážkou a osy toroidů jsou vůči sobě kolmé. Tím je minimalizovaná vzájemná induktivní vazba mezi nimi. Celkové provedení je patrné z obrázku 18. Na obrázku 19 je pak zapojení obvodu pro ověření linearity a na obrázku 20 je výsledná naměřená modulová charakteristika. V ideálním případě by kaskáda dvou symetrizačních prvků měla vykazovat nulový útlum v celém předpokládaném rozsahu použití. Z průběhu je patrné, že toho je dosaženo do kmitočtu zhruba 1 MHz. Na vyšších kmitočtech jsou patrné rezonance. Jednak je to dáno nedokonalým vinutím, které není 100% geometricky symetrické (je ručně vinuté) a dále jde o vliv kapacity vinutí vůči vývodům, která rezonuje s hlavní indukčností. Navíc vinutí není nezanedbatelně dlouhé, takže se již chová jako vedení. To však bylo očekáváno, nelze předpokládat úplně plochou kmitočtovou charakteristiku.

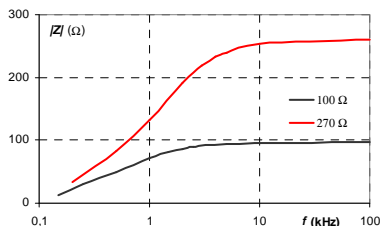


Obr. 19 Obvod pro kalibraci přenosu (vlevo) a transformace impedance (vpravo).

Průběhy na obrázku 20 vlevo byly měřeny se zakončovacími odpory 50 Ω na obou nesymetrických koncích. Kromě linearity transformátoru lze ověřit i jeho schopnost transformovat různé impedance, které „vidí“ na svých nesymetrických vstupech. To bylo předmětem dalšího měření, jehož princip je na obrázku 19 vpravo a výsledky jsou na obrázku 20 vpravo.



Obr. 20 Výsledky kalibrace přenosu (vlevo) a transformace impedance (vpravo).



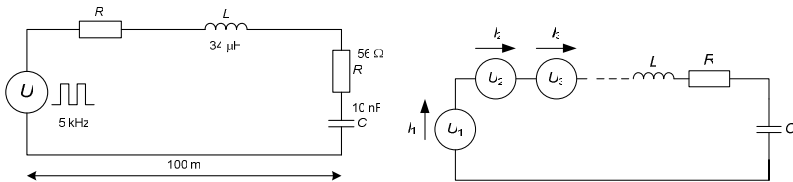
Obr. 21 Měření transformace vyšších impedancí.

Z pravého obrázku 20 plyne, že transformátory jsou použitelné pro metodu nejhoršího případu. V normou požadované oblasti 1 kHz až 300 kHz vykazují ploché charakteristiky. Z výrazů pro výpočet dolního mezního kmitočtu uvedených v práci plyne, že takto navržený transformátor

bude vyhovovat i pro transformaci impedance  $0,1 \Omega$  (indukčnost bude dostatečná), ale je nutné ověřit chování pro zatížení  $100 \Omega$ . Proto byla provedena další měření, jejichž výsledky jsou na obrázku 21 a potvrzují, že rostoucí nesymetrická impedance posouvá i dolní mezní kmitočet k vyšším hodnotám. Z provedených měření plyne, že transformátor s mírou chybou na kmitočtu kolem 1 kHz vyhovuje i pro zatížení  $100 \Omega$ .

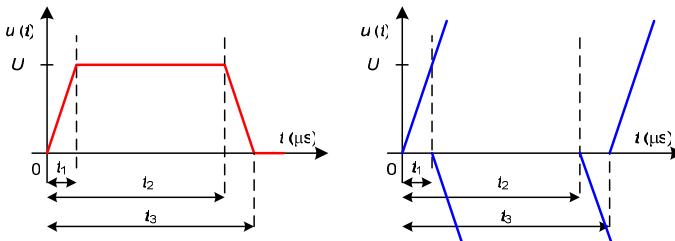
## 7. TEPELNÉ ZTRÁTY FILTRŮ

Doposud byly za filtry považovány především komerčně dostupné filtry pro potlačení vf. rušení šířeného po vedení. Ty se montují především do běžných domácích spotřebičů napájených většinou z jednofázové sítě. V průmyslových instalacích s mnoha pohony napájenými polovodičovými měniči se však lze setkat s obvody pro potlačení vysokého  $du/dt$  a omezení vzniku přepětí. Tyto obvody jsou elektrické filtry, slouží k zajištění požadavků EMC a jejich primárním úkolem je propouštět nízkofrekvenční užitečný signál. Jde tedy také o „EMC dolnofrekvenční filtry“. Nejčastějším prostředkem jsou obecně RLC filtry, kde ztrátovým prvkem je výhradně odporový člen. Výpočet ztrát je tedy velmi důležitý pro jejich dimenzování. Není však jednoduchý, protože v systému měnič – kabel – motor není harmonické napájení.



Obr. 22 Zjednodušený obvod pro výpočet ztrát v sinusovém,  $du/dt$  filtru a terminátoru.

V disertační práci je na zvoleném jednoduchém modelovém obvodu (obrázek 22 vlevo) provedena nejprve analýza budičeho napětí s daným  $du/dt$  a poté dva nezávislé výpočty ztrát na tlumicím RC filtru. První výpočet je založen na rozkladu budičeho napětí do harmonických složek s využitím Fourierovy transformace (obrázek 22 vpravo) a druhý využívá rozklad napětí pomocí Laplaceovy transformace (obrázek 23). Druhý způsob je již popsán v [7], ale nepoužívá se k výpočtu ztrát. Doposud bylo publikováno mnoho simulací a výpočtů časových průběhů napětí, ale nebyly publikovány numerické výpočty ztrát.

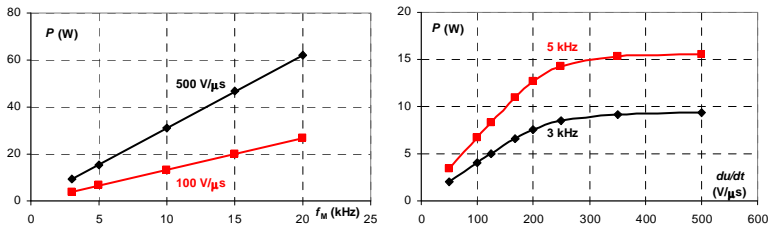


Obr. 23 Časový průběh výstupního napětí měniče a jeho rozklad pro Laplaceovu transformaci.

Dvěma nezávislými způsoby se podařilo vypočítat (s velkou shodou) ztrátový výkon na tlumicím odporu sinusového,  $du/dt$  filtru nebo terminátoru. Byť oba předvedené způsoby používají zcela jiný matematický aparát, je možné pomocí nich modelovat výstupní napětí měniče s vysokým  $du/dt$ . Postup s využitím Fourierovy transformace (vypočtené ztráty 15,92 W pro obvod z obrázku 22) modeluje konečné  $du/dt$  odpovídajícím počtem členů rozvoje. Postup s využitím Laplaceovy transformace (vypočítané ztráty 15,51 W) využívá analytického popisu budičeho

napětí, neuvažuje však PWM řízení. Ztrátový výkon je počítán jen pro jednu půlperiodu a na základě symetrie se usuzuje, že bude ve všech periodách stejný. Samotné PWM řízení není z pohledu ztrát důležité.

To potvrzují i grafy na obrázku 24, kde jsou vypočítané ztráty pro různé kombinace modulačního kmitočtu a strmosti. Výpočet byl proveden pro schéma z obrázku 22. Byla potvrzena čistě lineární závislost mezi modulačním kmitočtem a ztrátami. Vliv  $du/dt$  se projevuje především u nižších hodnot, typicky do 400 V/ $\mu$ s. V této oblasti je závislost rostoucí a téměř lineární. V řádu hodnot kV/ $\mu$ s jsou ztráty na dosaženém  $du/dt$  téměř neměnné a závisí pouze na modulačním kmitočtu.



Obr. 24 Vliv modulačního kmitočtu a strmosti výstupního napětí na ztráty.

## 8. RESUMÉ

Předkládaná disertační práce je zaměřena na otázku vhodné konstrukce a aplikace síťových odrušovacích filtrů. V úvodní části byly vytyčeny čtyři hlavní směry, kterými by se měla práce ubírat:

- otázky parazitních vlastností použitých pasivních součástek,
- hledání náhradního obvodu při známé kmitočtové charakteristice,
- techniky měření útlumu filtrů při zátěži a za jiných specifických podmínek,
- odhad tepelných ztrát omezovacích filtrů při zatížení nesinusovým signálem.

První kapitola nepřináší mnoho nových (nebo původních) poznatků, slouží jen k vymezení oblasti zájmu a k seznámení čtenáře s obvody zvanými odrušovací filtry. Stručně je zde popsána základní topologie filtrů a vysvětlen jejich princip. Ten je znám již dlouho a je víceméně neměnný. Za zmínku stojí pouze část věnující se vícečlankovým filtrům, kde je bez teoretického důkazu vysvětlena potřeba konstruovat širokopásmové filtry jako vícečlankové.

Druhá kapitola je věnována konstrukčnímu uspořádání filtrů. Nejprve jsou shrnuty obecně známé zásady návrhu, stavby a montáže vysokofrekvenčních obvodů. Některé z nich jsou pak dokázány simulací. Například jde o vliv vzájemných indukčností na přenos jednoduchého filtru (na obrázku 2 teze dizertace). Tyto praktické zásady a doporučení jsou poté aplikovány a ověřeny při stavbě experimentálního filtru. Jde o původní práci autora ověřující pravdivost uvedených faktů a doporučení.

První zásadní poznatky jsou uvedeny ve třetí kapitole. Nejprve jsou obecně popsány parazitní vlastnosti pasivních součástek a jejich projevy. Dále je pozornost věnována jejich minimalizaci – především v odstavci 4 teze. Podrobněji jsou diskutovány způsoby provedení vinutí cívek, umístění kondenzátorů a jejich propojení, neboť jimi lze výrazně ovlivnit chování filtru na

vysokých kmitočtech. Výsledkem ověřovacích měření na sadě vzorků jsou doporučení uvedená na konci kapitoly. Lze je shrnout do těchto bodů:

- dvojice kapacit umisťovat co nejdále od sebe, aby se snížily vzájemné kapacitní a induktivní vazby mezi nimi a kapacitní vazba mezi vstupním a výstupním vývodem,
- kapacity vůči cívčkám umisťovat co nejvíce od sebe, dvojice kapacit navzájem stínit,
- používat vhodně orientované vinutí kompenzované cívky a tím zmenšovat vazby,
- orientovat cívky kolmo na sebe, aby se snížily vazby rozptylovými toky,
- připojovací plošky vývodů součástek co nejvíce zmenšovat a umisťovat od sebe, aby nedošlo ke kapacitní vazbě mezi vstupem a výstupem filtru.

Čtvrtá kapitola disertační práce se věnuje analýze parazitních vlastností obvodů při známé kmitočtové charakteristice. Jako matematický aparát je používán algoritmus diferenciální evoluce. Nejprve je stručně popsán princip algoritmů a pak je úspěšně proveden výpočet obvodových prvků při známé kmitočtové charakteristice. Přitom byla učiněna důležitá zjištění:

- vlastnosti odrušovacích filtrů jsou výrazně ovlivněny vazbami mezi všemi obvodovými prvky,
- pro správné modelování vlastností filtrů **je nutné uvažovat vzájemné vazby** nejenom mezi hlavními obvodovými prvky, ale **především i mezi parazitními prvky**.

Simulacemi bylo ukázáno, že zvýšení počtu prvků v náhradním schématu samo o sobě nezlepšit chování modelovaného obvodu (pouze neúměrně zvýší složitost výpočtu), je nutné přidat vzájemné vazby. Vazby mezi prvky jsou tedy stejně důležité jako vlastní parazitní parametry. Uvedené poznatky jsou původní a pro modelování filtrů zásadní. Ostatní práce známé autorovi (např. [2]) jsou zaměřeny jen na „vnější pohled“ a chování obvodů určují pomocí jeho obecných maticových parametrů. Prakticky vůbec se nevěnují náhradním obvodům ani vazbám mezi prvky.

Pátá kapitola disertace shrnuje praktické poznatky získané při měření vložného útlumu filtrů. Nejprve jsou popsány metody měření podle normy [8] a pak je podrobně popisováno přístrojové a hlavně přípravné vybavení. Za původní přínos lze považovat kapitolu 5.6 pojednávající o symetrizaci a konstrukci symetrizačních transformátorů. Jejich konstrukce totiž nebývá často uváděna, a pokud ano, pak jenom v podobě klasického vinutého transformátoru. O symetrizaci za použití vedení se většinou literatura nezmiňuje. Další přínos lze spatřovat v odstavcích týkajících se měření zatíženého filtru a měření pomocí osciloskopu. Tato měření také nebývají často publikována.

V šesté kapitole přináší práce podrobně popsany výpočet tepelných ztrát v tlumicích RLC filtrech. Je sice známo mnoho publikací zabývajících se simulacemi a výpočty přepětí a jejich tlumením v zapojení měnič – kabel – motor (např. [8] a [9]), ale autorovi není známa literatura zabývajících se výpočtem ztrát a energií přepětí. Při výpočtu jsou použity dva úplně různé postupy využívající Fourierovy a Laplaceovy transformace. Při prvním postupu se autor úspěšně pokusil rozložit zjednodušený PWM průběh napětí do Fourierova rozvoje a spočítal celkové ztráty jako součet ztrát od jednotlivých harmonických složek. Tento přístup a především rozklad PWM průběhu do Fourierovy řady je zcela původní a lze ho považovat za přínos práce. Ve druhém postupu využil autor rozklad lichoběžníkového průběhu napětí a Laplaceovu transformaci popsanou ve [7]. I když matematický postup uvedený v práci není úplně původní, bylo nutné ho upravit pro konkrétní řešení obvod.

Za původní lze naopak považovat závěry a především závislost tepelných ztrát na parametrech napájecího napětí, které jsou uvedené v tezi na obrázku 24:

- oběma způsoby výpočtu lze dojít ke stejnému výsledku,
- ztráty RLC filtru jsou přímo úměrné modulačnímu kmitočtu a rostou s  $du/dt$ .

Autor na závěr konstatuje, že se mu podařilo (dle jeho názoru) splnit cíle vytyčené v úvodu této disertační práce.

### Náměty dalšího výzkumu

Navazující práce v oblasti technologie a konstrukce odrušovacích filtrů by se mohly ubírat následujícími směry. Především je to otázka vhodných magnetických materiálů pro konstrukci kompenzovaných i nekompenzovaných cívek. Tato oblast byla v předkládané práci zcela záměrně pominuta, a to především z důvodu omezených možností základního výzkumu na katedře elektrotechnologie. Mnohem větší potenciál však má aplikace evolučních výpočetních technik při analýze a návrhu vysokofrekvenčních obvodů. Především při návrhu filtrů pro nestandardní impedanční systémy (různé zakončovací impedance na obou stranách filtru) by tyto postupy určitě přinesly mnoho nových poznatků. Díky možnosti optimalizovat více parametrů současně totiž nejsou tyto výpočetní postupy tak „konzervativní“ jako klasické metody.

### Seznam v tezi použité literatury

- [1] MIL-STD 461E: Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipments. Department of Defence, Interface Standard. USA. Srpen 1999. [online].  
URL <<http://www.tscm.com/MIL-STD-461E.PDF>> [cit. 2012-01-23]
- [2] Dřínovský J.: Analýza vlastností odrušovacích filtrů EMC ve vnějších neurčitých podmínkách. Disertační práce, FEKT VUT. Brno 2006.
- [3] Wang S., Lee F.C., Odendaal W.G.: Effects of Parasitic Parameters on EMI Filter Performance, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 19, No. 3, May 2004, p. 869-877.
- [4] Papež V.: Technologie elektrotechnických součástek. Cvičení. Skripta ČVUT, Praha, 1992.
- [5] Martinek P., Tichá D.: Nestandardní aproximace pro filtry na bázi DE algoritmů. Slaboproudý obzor, Roč. 64, č. 1-2. 2008.
- [6] Krátoška M.: Feromagnetické materiály ve vf. obvodech. *Konstrukční elektronika a Radio*. 2/2005. s. 3-25.
- [7] Brodský B.: Jevy vznikající při napájení asynchronního motoru z frekvenčního měniče s napětovým meziobvodem. Disertační práce, FEL ČVUT. Praha 1996.
- [8] ČSN CISPR 17: Metody měření útlumových charakteristik pasivních vysokofrekvenčních filtrů a odrušovacích součástek. (ř. znak 33 4227) Česká technická norma, Český normalizační institut. Praha, Listopad 2000.
- [9] Cetl T., Künzel K., Papež V., Žáček J.: Propagation of Voltage Surge in Power Cables. In: *Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Magdeburg, 1999, p. 79-81. ISBN 3-029757-25-7.

# Seznam prací disertanta vztahujících se k disertaci

## 1. Impaktované časopisy

## 2. Recenzované neimpaktované časopisy

Hájek, J.: Adaptation of an evolutionary algorithm in modeling electric circuits. *Acta Polytechnica*. 2010, vol. 50, no. 1, p. 14-18. ISSN 1210-2709.

Brejcha, M. - Černek, P. - Bayer, R. - Hájek, J. [10 %].: Technologie konstrukce odrušovacích filtrů I: Analýza příčin chyb ve frekvenční charakteristice. *Elektrorevue* [online]. 2011, roč. 2011, č. 65, s. 1-15. Internet: <http://www.elektrorevue.cz/cz/clanky/analogova-technika--vzajemny-a-d-prevod/0/technologie-konstrukce-odrusovacich-filtru-i--ana>. ISSN 1213-1539.

## 3. Patenty

## 4. Publikace excerpované WOS

## 5. Ostatní publikace

Hájek, J. [50 %] - Žáček, J.: Noise-Suppressing Filter for the Line Impedance Stabilization Network. In *EDS '05 IMAPS CS International Conference Proceedings*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2005, p. 402-406. ISBN 80-214-2990-9.

Hájek, J.: Noise-suppressing filter for the LISN. In *Advanced Engineering Design AED 2006* [CD-ROM]. Prague: CTU, 2006, p. 1-5. ISBN 80-86059-44-8.

Hájek, J.: Appliances of Perspective Magnetic Materials in EMC Filters. In *Electronic Devices and Systems - IMAPS CS International Conference 2007*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2007, p. 392-397. ISBN 978-80-214-3470-7.

Hájek, J.: EMC filtry pro ultranízký rozsah kmitočtů 9 kHz až 150 kHz. In *Sborník příspěvků konference Zvůle 2007*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007, s. 44-47. ISBN 978-80-214-3468-4.

Hájek, J.: Perspective Magnetic Materials for EMC Filters. In *Proceedings of Workshop 2008* [CD-ROM]. Praha: Czech Technical University in Prague, 2008, vol. B, p. 366-367. ISBN 978-80-01-04016-4.

Hájek, J.: Určení náhradního schématu filtru pomocí evolučního algoritmu. In *Sborník příspěvků konference Zvůle 2008*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008, s. 62-65. ISBN 978-80-214-3709-8.

Hájek, J.: Určení náhradního schématu odrušovacího filtru. In *Sborník VIII. Konference Energetické rušení v distribučních a průmyslových sítích* [CD-ROM]. Praha: ELCOM, a.s., 2008, ISBN 978-80-254-3821-3.

Hájek, J.: Měření vlastností filtrů pomocí analyzátoru PMM 9010. In *XXXI. celostátní konference o elektrických pohonech* [CD-ROM]. Praha: Česká elektrotechnická společnost, 2009, ISBN 978-80-02-02151-3.

Cetl, T. - Hájek, J. [16 %] - Künzel, K. - Papež, V. - Žáček, J.: *Profesní vzdělávání v oblasti elektromagnetické kompatibility*. 1. vyd. Praha: Česká elektrotechnická společnost, 2010. 274 s. ISBN 978-80-02-02225-1.

Hájek, J.: Měření odrušovacího filtru v symetrickém a nesymetrickém zapojení. In *IX. Konference "Energetické rušení v distribučních a průmyslových sítích"* [CD-ROM]. Praha: ELCOM, a.s., 2010, s. 1-8. ISBN 978-80-254-9136-2.

Hájek, J. [95 %] - Papež, V.: Optimal Technology and Construction of EMC Low-Pass Filters. Kandidátské minimum tuzemské. Praha: ČVUT FEL, Katedra elektrotechnologie, 2007. 23 s.

Hájek, J. [80 %] - Papež, V.: Filtr pro umělou síť. Funkční vzorek. Praha ČVUT FEL, Katedra elektrotechnologie, interní identifikace 13113/3/2008. 2008.

## Seznam prací disertanta bez vztahu k disertaci

### 1. Impaktované časopisy

Hájek, J. [40 %] – Papež, V. – Kojecký, B.: Investigation of Flicker Noise in Silicon Diodes under Reverse Bias. *Microelectronics Reliability*. 2012, vol. 52, no. 3, p. 469-474, ISSN 0026-2714.

### 2. Recenzované neimpaktované časopisy

### 3. Patenty

Papež, V. - Hájek, J. [40 %] - Kojecký, B.: *Zařízení pro vyhodnocování napětových vlastností výkonových polovodičových součástek*. Užiténý vzor Úřad průmyslového vlastnictví, 21693. 2011-01-31.

### 4. Publikace excerpované WOS

Hájek, J. [40 %] – Papež, V. – Kojecký, B.: Investigation of Flicker Noise in Silicon Diodes under Reverse Bias. *Microelectronics Reliability*. 2012, vol. 52, no. 3, p. 469-474, ISSN 0026-2714.

### 5. Ostatní publikace

Hájek, J. [45 %] - Kojecký, B. - Papež, V.: Investigation of Flicker Noise in Silicon Diodes under Reverse Bias. In *ISPS'10 PROCEEDINGS*. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2010, p. 147-152. ISBN 978-80-01-04602-9.



Hájek, J. [50 %] - Papež, V.: Issues of flicker noise measurements on power semiconductor devices. In *Diagnostika '11*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2011, p. 152-155. ISBN 978-80-261-0020-1.

Hájek, J. [90 %] - Draessler M.: Inovace technických prostředků řízení robota ROB3. Funkční vzorek. Praha ČVUT FEL, Katedra elektrotechnologie, interní identifikace diplomová práce. 2005.

## Ohlasy a recenze

Ke všem výše uvedeným publikacím **nebyly známy** do doby odevzdání disertační práce ohlasy a recenze.

## SUMMARY

Proposed dissertation thesis deals with „Optimal technology and design of EMC low-pass filters. In the introduction part, there are four main issues, that are solved:

- question of parasitic features of passive components,
- computation of substituting diagram when the frequency response is known,
- measuring of insertion loss under specific conditions (symmetrical connection, load etc.),
- estimation (computation) of losses in sinus (du/dt) filters.

In the first caption, there are no new or original findings. The readers are introduced into EMC filters, into the basic principles of disturbance suppressing. The second caption deals with practical issues of design, construction and mainly with assembling line filters. Attention is paid especially to placing components and minimizing mutual couplings between them. Generally known facts were used during design and construction of special low-pass filter for artificial network. It is described in the appendix D.

New and original findings are first described in the third caption. The parasitic features are introduced and their origin is explained. Special attention is paid to the ways, how to make chokes and their windings. Theoretical results are verified by measurements on samples. The basic findings can be simply written as follows:

- Keeping two capacitors far away enough to reduce the inductive coupling between them. The disadvantage is a larger filter size.
- Two capacitors can be shielded.
- The pin of the capacitor should be kept as short as possible to reduce loops generating inductive couplings.
- Keeping the enough clear distance between ground plane and traces, in and out traces to reduce the direct capacitive couplings and those through the ground plane.
- The areas of in and out trace loops should be kept small to reduce the mutual inductances.

The fourth caption deals with finding and computations of substituting diagrams of filters (or another RF circuits), when its frequency response is known. The unknown parasitic features of the circuit are repeatedly changed by evolutionary algorithm (differential evolution), while the conformity with measurement is checked. The basic findings resulting from this chapter are:

- features of low-pass EMC filters are mainly affected by coupling between all the circuit elements,
- for the right and correct simulation of frequency response, it is necessary to consider mutual couplings between basic circuits elements and also between parasitic elements.

Only the increasing number of circuit elements can not ensure proper conformity with measurement.

The fifth caption is focused on filter's evaluation techniques. There is a common overview at the beginning. Next, all the methods described in the CISPR 17 standard are discussed. Special paragraph is dedicated to measurements in symmetrical circuit, which is not common.

As a original contribution can be considered the paragraph dealing with transformers for symmetrical measurements. This topic is not so often presented.

The last chapter brings a new point of view on RLC filters that are used for damping over voltages. These filters (terminators) are loaded by non-harmonic signal, mainly by PWM voltage. There is a lot of bibliography dealing with over voltages coming from frequency converters. But, there is no bibliography dealing with estimation of power losses. In the work, there are presented two differential ways how to compute the losses. The first way uses the Fourier's transformation and the second way uses Laplace transformation. Both ways are getting the same results.

Author thinks, that all the goals presented in the introduction of the dissertation thesis were fulfilled.